

# マルチレベルインバータのVFM制御

高野明夫\*<sup>1</sup>

## VFM Control of a Multi-Level Inverter

TAKANO Akio \*<sup>1</sup>

**Abstract:** Inverters are devices that convert direct current to alternating current. Today, they are used for various things from washing machines to Shinkansen, therefore, increasing their efficiency is very important. However, the loss due to switching and current distortion are problems. Inverters include two-level inverters and multi-level inverters of three or more levels. The output current of the multi-level inverter is closer to a sine wave than that of the two-level inverter. Further, there is an advantage that switching loss can be reduced. Generally, PWM is used for inverter control. However, when PWM is applied to a three-phase circuit, a carrier generator and a comparator are required to compare the modulated wave with the carrier. Therefore, there is a disadvantage that the circuit configuration becomes complicated and the generation of the switching pattern becomes complicated. The purpose of this study is reducing both the current distortion and switching losses. The experimental results on the voltage waveforms and THDs are shown.

Key Words: VFM, Multi-Level Inverter, Induction Motor, Flux

### 1. はじめに

直流を交流に変換するインバータの代表的なパルス変調法として、PWM (Pulse Width Modulation : パルス幅変調) が広く知られているが、これに対して筆者は VFM (Vector Frequency Modulation : ベクトル周波数変調) というパルス変調法を提案している[1]。VFM は、空間ベクトルの概念を導入した変調法で、簡単なアルゴリズムによって実現できるうえ、原理的に PWM のような搬送波発振器やコンパレータを必要とせず、三相に適用した場合にはスイッチングの三相一括処理を行えるという利点がある。

一方、インバータの構成は、出力電圧のレベルが片側 2 レベルのもの、3 レベル以上のマルチレベルのものに分類できる。一般的には 2 レベルインバータが使用されることが多く、マルチレベルインバータは高電圧大容量の一定周波数の用途に使われることが多い。2 レベルインバータで出力電流から高調波を除去し、歪率を小さくするためにはスイッチング周波数を高くする必要があるが、マルチレベルインバータでは電圧レベルを多段化することにより、2 レベルの場合よりもスイッチング周波数を低く抑えることができる。

本稿では、マルチレベルインバータに VFM を施してその周波数変調を行ったので、その結果について報告する。

### 2. マルチレベルインバータの構成

Fig.1 にマルチレベルインバータの基本構成を示す。本稿では、3 レベルの NPC (中性点クランプ型) インバータを扱う。Fig.1 では、各legのスイッチの開閉状況に応じて、出力端子電圧のレベルを 3 段階に設定することができる。その関係を Table 1 に示す。ここで X は U、V、W のいずれかのlegを意味している。端子電圧の値は中性点 N を基準に表されて

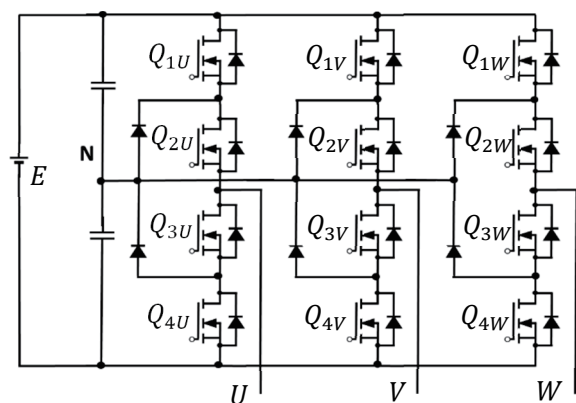


Fig.1 NPC type multi-level inverter

Table 1 Terminal voltage

Voltage	$Q_{1X}$	$Q_{2X}$	$Q_{3X}$	$Q_{4X}$
$E/2$	on	on	off	off
0	off	on	on	off
$-E/2$	off	off	on	on

\*<sup>1</sup> 電気電子工学科

おり、 $E/2$ 、 $0$ 、 $-E/2$  の3レベルになる。これから線間電圧には $E$ 、 $E/2$ 、 $0$ 、 $-E/2$ 、 $-E$  の5レベルが出現する。ここで、端子電圧のレベルをスイッチング関数 $S_x$ を用いて+、0、-と表現すれば、三相の場合のスイッチングの組み合わせは $(S_U, S_V, S_W)$ と表記でき、 $3^3=27$ 通り存在することになる。このスイッチング関数の組み合わせ $(S_U, S_V, S_W)$ を用いて空間電圧ベクトルを求めると、Table 2が得られる[2]。

Table 2 Voltage vectors and switching modes

$v$	$(S_U, S_V, S_W)$		
0	(+, +, +)	(0, 0, 0)	(-, -, -)
1	(+, 0, 0)	(0, -, -)	
2	(+, +, 0)	(0, 0, -)	
3	(0, +, 0)	(-, 0, -)	
4	(0, +, +)	(-, 0, 0)	
5	(0, 0, +)	(-, -, 0)	
6	(+, 0, +)	(0, -, 0)	
7	(+, -, -)		
8	(+, 0, -)		
9	(+, +, -)		
10	(0, +, -)		
11	(-, 0, -)		
12	(-, +, 0)		
13	(-, +, +)		
14	(-, 0, +)		
15	(-, -, +)		
16	(0, -, +)		
17	(+, -, +)		
18	(+, -, 0)		

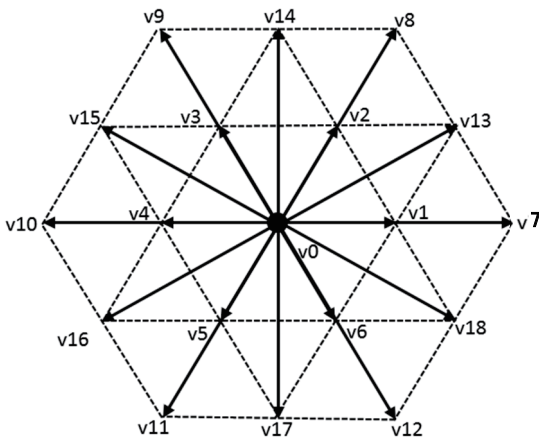


Fig.2 Voltage vectors

3. VFM(ベクトル周波数変調)

Table 2とFig.2より、空間電圧ベクトルはゼロ電圧ベクトルと非ゼロ電圧ベクトルに大別されることが分かる。図3にこの空間電圧ベクトルを非ゼロ電圧ベクトルとゼロ電圧ベクトルに振り分けるアルゴリズムを示す。ここで、 $f_r$ は定格周波数、 $f^*$ は指令周波数である。これから、非ゼロ電圧ベクトルの出力順を予め決めておき、この基本アルゴリズムを一定時間間隔 $T$ で繰り返すことによって、非ゼロ電圧ベ

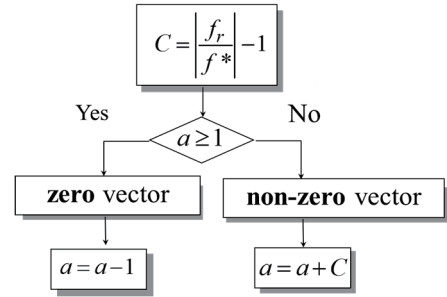


Fig.3 VFM algorithm

トル列の中にゼロ電圧ベクトルが分散される。非ゼロ電圧ベクトル1個あたりのゼロ電圧ベクトルの出力回数を分配比 $C$ と定義すると、 $C$ は(1)式によって与えられる。

$$C = \left| \frac{f_r}{f^*} \right| - 1 \tag{1}$$

$a$ は電圧を振り分けるパラメータであり、 $a < 1$ の場合非ゼロ電圧ベクトルを出力し、 $a \geq 1$ の場合はゼロ電圧ベクトルを出力する。VFMでは定格周波数が設定できる最大周波数になる。

4. 磁束制御

負荷に誘導電動機を想定し、その巻線抵抗を無視すると鎖交磁束ベクトル $\phi$ と $v$ の関係は(1)式で表せる。

$$\phi = v(S_U, S_V, S_W)t + \phi_0 \tag{1}$$

ここで、 $\phi_0$ は初期鎖交磁束ベクトルであり、 $t$ は電圧ベクトルの出力時間である。これから $\phi$ の先端は $v$ の向きに移動するので、図2の $v$ を適切に選択することによって、ある一定の変動幅内で磁束円を描くことができる。 $\phi$ の最大値を $\phi_{max}$ 、最小値を $\phi_{min}$ としたとき、円の半径の変動率を磁束変動率 $\varepsilon$ として、(2)式を定義する。

$$\varepsilon = \frac{\phi_{max} - \phi_{min}}{\phi_{min}} \times 100 [\%] \tag{2}$$

Fig.4は磁束変動率 $\varepsilon=5\%$ の磁束軌道を表している。 $\phi$ の網目はFig.2の空間電圧ベクトルの向きに対応している。 $\phi$

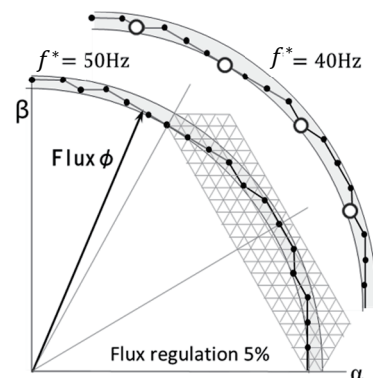


Fig.4 Flux orbit

Table 3 Distribution of zero vectors ( $f_r = 50\text{Hz}$ )

No.	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
$f^* = 50\text{Hz}$ $C = 0.0$	$v$	14	14	14	9	14	9	15	9	15
	$a$	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
$f^* = 40\text{Hz}$ $C = 0.25$	$v$	14	14	14	9	○	14	9	9	15
	$a$	0.25	0.5	0.75	1.0	0.0	0.25	0.5	0.75	1.0
$f^* = 20\text{Hz}$ $C = 1.5$	$v$	14	○	14	○	○	14	○	9	○
	$a$	1.5	0.5	2.0	1.0	0.0	1.5	0.5	2.0	1.0

の先端は  $v$  の向き沿って移動するので、この磁束軌道から非ゼロ電圧ベクトルが予め選択される。Fig.4 では、定格周波数  $f_r = 50\text{Hz}$  のとき、指令周波数  $f^* = 50\text{Hz}$  と  $40\text{Hz}$  の場合の磁束軌道を表している。50Hz では分配比  $C=0$  なのでゼロ電圧ベクトルは配置されないが、40Hz では  $C=0.25$  なので、非ゼロ電圧ベクトル4回に対してゼロ電圧ベクトル1回の割合でゼロ電圧ベクトルが配置される。Fig.4 では、白抜き丸の部分でゼロ電圧ベクトルを表している。

Table 3 は VFM のアルゴリズムに従って周波数変調を行った場合の空間ベクトルの出力推移を表している。Fig.4 と同様に白抜き丸がゼロ電圧ベクトルを表している。

5. 実験装置

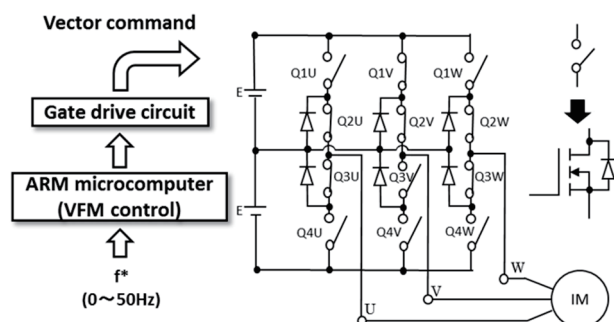


Fig.5 Circuit configuration

Fig.5 に実験装置の構成を示す。マイコンの信号をゲート駆動回路に入力し、主回路を制御する。ゲート駆動回路はマイコン側と主回路側を電氣的に絶縁すると共に、主回路に空間電圧ベクトルを指令する。主回路はマルチレベルインバータであり、各相が3レベルの電圧を出力する。

6. 実験結果

磁束変動率  $\epsilon$  を 5%、2%、1% に、周波数指令  $f^*$  を 50Hz (定格)、40Hz に設定し、三相誘導電動機(0.1kW)を駆動した際の電圧波形を計測すると共に、インバータの効率を調べた。 $\epsilon$  は数値が小さいほど磁束円が真円に近づいていることを表す。Fig.6~8 に磁束変動率  $\epsilon=5\%$ 、2%、1% および周波数指令  $f^* = 50\text{Hz}$ 、40Hz の場合の電圧波形を示す。どの磁束変動率でも周波数を 50Hz から 40Hz に変調するとゼロ電圧が波形内に挿入されて周期が長くなっていること

が確認できる。Table 4 に Fig.6~8 までの THD(全高調波歪率)をまとめた。これから、定格周波数(50Hz)では磁束変動率が小さくなるにつれ、THD は減少するものの、VFM 変調後(40Hz)では、磁束変動率  $\epsilon=1\%$  の場合にはかえって、2%の場合よりも THD が大きくなってしまった。また1% の場合には、変調すると THD が急激に大きくなるのが分かる。これは、1%の場合はベクトル時間が非常に短いため、デッドタイムがベクトル時間に比べ無視できず、正しい波形出力が行えなかったからだと考えられる。VFM による変調後の THD は、2%の場合が他の磁束変動率の場合に比べ、抑制されていることが分かる。

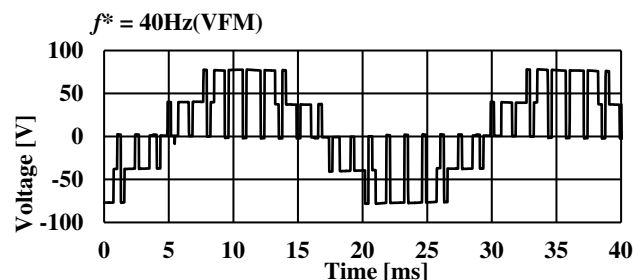
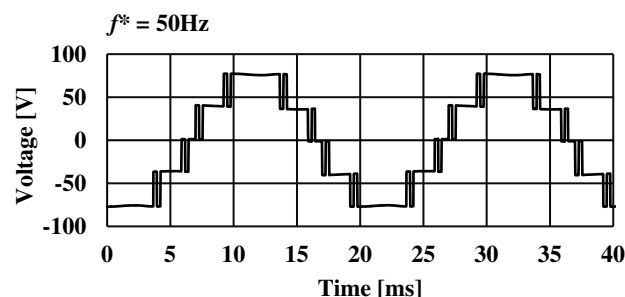


Fig.6 Voltage waveform ( $\epsilon = 5\%$ )

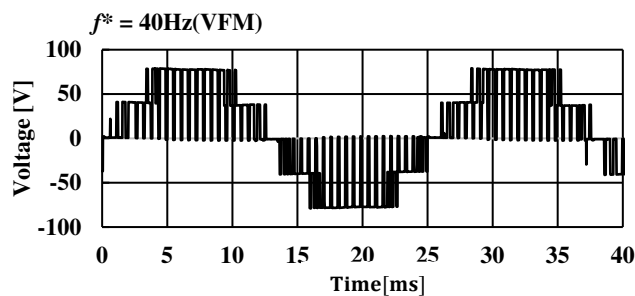
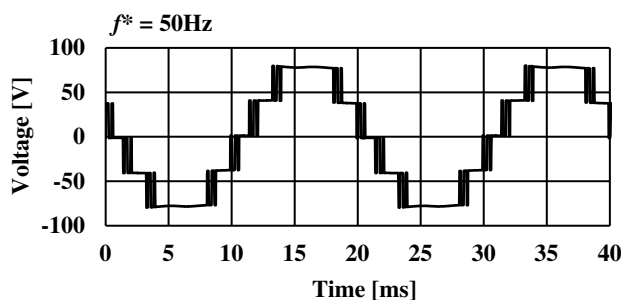


Fig.7 Voltage waveform ( $\epsilon = 2\%$ )

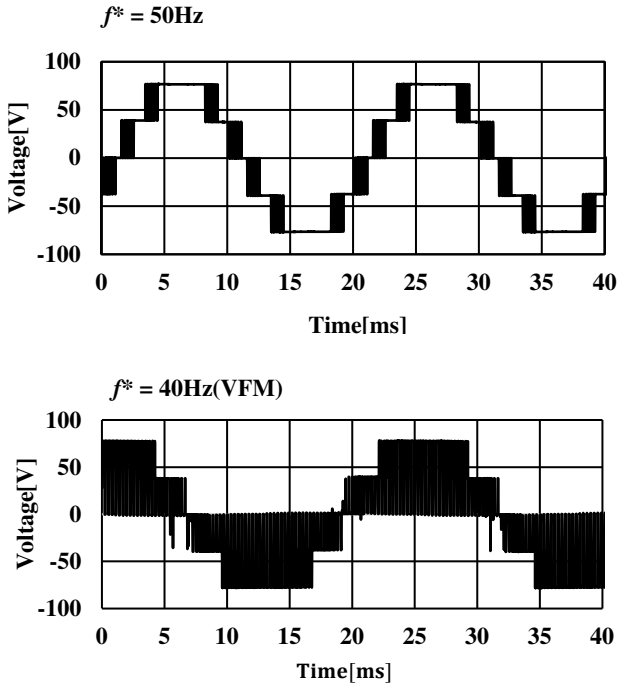


Fig.8 Voltage waveform ( $\epsilon = 1\%$ )

Table 4 THD (Total harmonic distortion)

Frequency	Flux regulation		
	5%	2%	1%
50Hz	21.50 %	16.11%	11.56%
40Hz	55.83%	19.98%	41.51%

Fig.9 に  $\epsilon=5\%$  の場合の理論電圧波形を示す。上部の 50Hz から下部の 40Hz に VFM 変調を行い、非ゼロ電圧の間にゼロ電圧が配置されている。つまり実験波形と同様に周期が変わり、変調されている。

実験波形では電源電圧に整流による脈動の影響が見られたので、これを排除するため、Fig.9 の理論電圧波形に FFT(高速フーリエ変換)を施して高調波を分析した。Fig.10 にその結果を示す。基本波成分が最も大きい値になっており、高調波成分については、40Hz の方が 50Hz よりも若干大きくなっている事が分かる。

7. おわりに

VFM によってマルチレベルインバータの周波数変調を実現した。定格周波数では磁束変動率を小さくすると THD は減少するものの、周波数変調を行うと THD が大きく増加してしまうことが分かった。その傾向は磁束変動率が小さいほど顕著になるが、デッドタイムの影響が大きくなるためと考えられる。今後の課題として THD をできるだけ減少させつつも、デッドタイムの影響を大きく受けたくないような磁束変動率の追求と、インバータの効率調査が挙げられる。

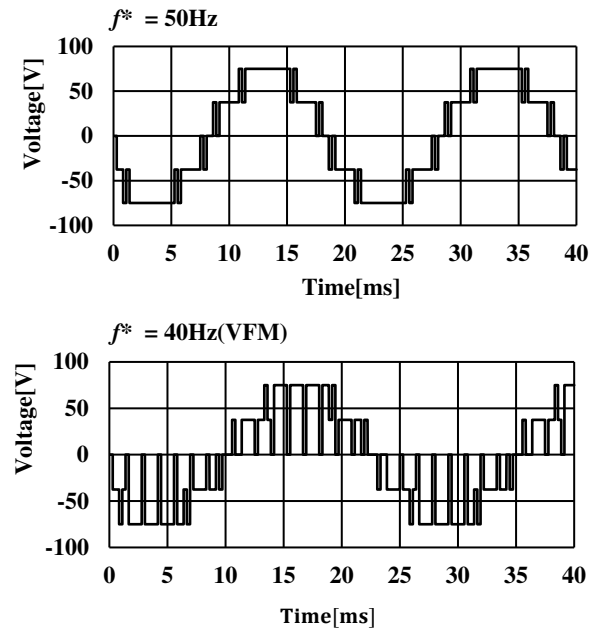


Fig.9 Simulation of voltage waveform

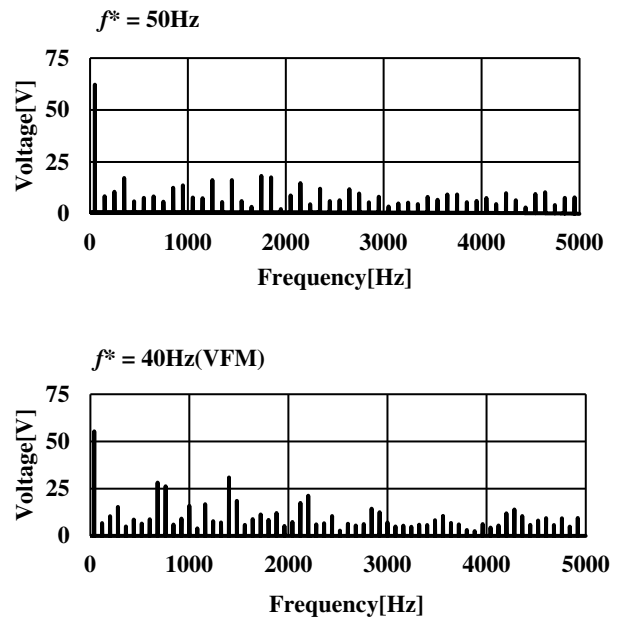


Fig.10 Simulation of linear spectrum

参考文献

[1] 高野 : 電力変換回路の新しいベクトル周波数変調法, 電学論 D, Vol.128, No.8, pp.989-996 (2008)  
 [2] 小笠原, 沢田, 阿部, 赤木 : 中性点クランプ電圧形 PWM インバータを用いたベクトル制御システム, 電学論 D, Vol.111, No. 11, pp.930-936 (1991)